

E P 30471 (1)

(19) BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

(12) Patentschrift
(10) DE 196 14 543 C 1

(51) Int. Cl.⁸:
H 04 L 1/20
H 04 L 27/32

(21) Aktenzeichen: 196 14 543.0-31
(22) Anmeldetag: 12. 4. 96
(23) Offenlegungstag: —
(25) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 28. 8. 97

DE 196 14 543 C 1

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

(73) Patentinhaber:

Philips Patentverwaltung GmbH, 22335 Hamburg, DE

(72) Erfinder:

Meyer, Raimund, Dr.-Ing., 90449 Nürnberg, DE;
Fischer, Robert, Dipl.-Ing., 91052 Erlangen, DE;
Gerstacker, Wolfgang, Dipl.-Ing., 90482 Nürnberg,
DE; Huber, Johannes, Prof. Dr., 91094
Langensendelbach, DE; Schramm, Peter, Dipl.-Ing.,
85503 Hummeltal, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

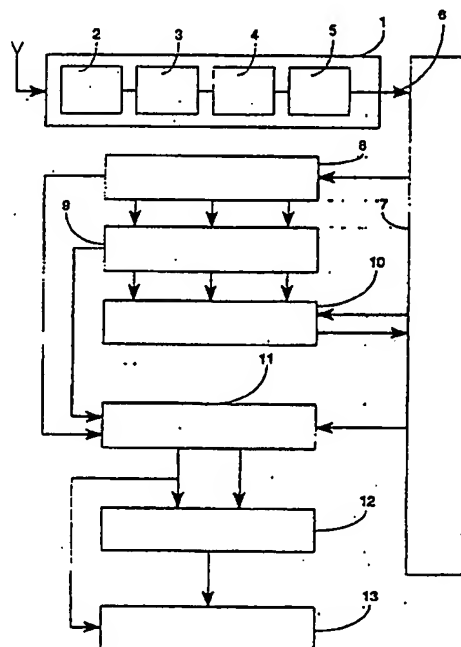
US 51 99 047
US-Z.: DUEL-HALLEN, A. et al.: Delayed
Decision-Feedback Sequence Estimation. In: IEEE
Transactions, Vol.37, No.5, May 1989, S.428-436;
US-Z.: BAHL, L.R. et al.: Optimal Decoding of Linear
Codes for Minimizing Symbol Error Rate. In: IEEE
Transactions on Information Theory, März 1974,
S.284-287;

US-Z.: FORNEY, D.: The Viterbi Algorithm. In:
Proceedings of the IEEE, März 1973, S.268-278;
US-Z.: HAGENAUER, J. et al.: A Viterbi Al- gorithm
with Soft-Decision Outputs and its Applications. In:
IEEE, Globecom Dallas, 1989, S.1680-1686;
US-Z.: KOCH, W. et al.: Optimum and Sub-opti-
mum detection of coded data disturbed by time-
varying intersymbol interference. In: IEEE,
Globecom 1990, San Diego, S.807.5.1 - 807.5.6;
US-Z.: HOEHER, P.: TCM on Frequency-Selective
Fading Channels: A Comparison of Soft-Out- put
Probabilistic Equalizers. In: Proceedings of the
GLOBECOM '90, San Diego, Dec. 1990, S.401.4.1 -
401.4.6;

(54) Entzerrer mit erweiterter Kanalschätzung für einen Empfänger in einem digitalen Übertragungssystem

(57) Die Erfindung bezieht sich auf ein digitales Übertragungs-
system mit einem Empfänger mit einer Empfängereingangs-
stufe (1) und mit einem digitalen Speicher (7) zur Speiche-
rung einer Sequenz von in der Empfängereingangsstufe (1)
gebildeten Abtastwerten (6) eines durch einen Übertra-
gungskanal verzerrten Signals von Binärsymbolen und mit
einem Entzerrer (8, 9, 10, 11) zur Bildung einer Sequenz von
binären Schätzwerten aus den Abtastwerten (6) mittels einer
Impulsantwort eines den Übertragungskanal beschreiben-
den Ersatzsystems (14), die durch Korrelationen von Koeffi-
zienten einer bekannten Trainingssequenz (27) mit den
Abtastwerten (6) eines Teiles der bekannten, um wenigstens
ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz (27) be-
stimmt wird.

Um zum einen eine Kanalschätzung für einen höheren Grad
der Impulsantwort des Übertragungskanals zu ermöglichen
und zum anderen die Kanalschätzung immer mit möglichst
größer Güte durchzuführen, wird die Impulsantwort des
Ersatzsystems (14) durch erste Korrelationen von Koeffi-
zienten der um wenigstens ein Binärsymbol verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz
(27) gebildet. Durch Verkürzung der Korrelationsfensterlän-
ge um je ein Binärsymbol kann jeweils ein weiterer Grad der
Impulsantwort des Übertragungskanals geschätzt werden.
Bei einem günstigeren Übertragungsverhalten kann die
Korrelationsfensterlänge um ein oder mehrere bekannte
Binärsymbole erweitert werden, wodurch die Güte der
Schätzung der ...



DE 196 14 543 C 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein digitales Übertragungssystem mit einem Empfänger mit einer Empfängereingangsstufe und mit einem digitalen Speicher zur Speicherung einer Sequenz von in der Empfängereingangsstufe gebildeten Abtastwerten eines durch einen Übertragungskanal verzerrten Signals von Binärsymbolen und mit einem Entzerrer zur Bildung einer Sequenz von binären Schätzwerten aus den Abtastwerten mittels einer Impulsantwort eines den Übertragungskanal beschreibenden Ersatzsystems, die durch erste Korrelationen von Koeffizienten einer bekannten Trainingssequenz mit den Abtastwerten eines Teiles der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz bestimmt wird.

Des weiteren betrifft die Erfindung einen Empfänger mit einer Empfängereingangsstufe und mit einem digitalen Speicher zur Speicherung einer Sequenz von in der Empfängereingangsstufe gebildeten Abtastwerten eines durch einen Übertragungskanal verzerrten Signals von Binärsymbolen und mit einem Entzerrer zur Bildung einer Sequenz von binären Schätzwerten aus den Abtastwerten mittels einer Impulsantwort eines den Übertragungskanal beschreibenden Ersatzsystems, die durch erste Korrelationen von Koeffizienten einer bekannten Trainingssequenz mit den Abtastwerten eines Teiles der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz bestimmt wird.

Solche Empfänger werden beispielsweise beim digitalen Mobilfunk nach GSM-Standard eingesetzt. Beim GSM-Standard werden digitale Signale in einem TDMA-Verfahren mittels einer GMSK-Modulation übertragen. Dabei wird die Datenübertragung durch einen zeitvarianten Übertragungskanal beeinträchtigt. Insbesondere Mehrwegeausbreitungen und Reflektionen bedingen Laufzeitunterschiede und Phasenverschiebungen für die übertragene digitalen Datensymbole im empfangenen Signal und führen zu einer Überlagerung benachbarter Datensymbole. Die Beeinflussung eines empfangenen Signals für ein Datensymbol durch d vorangegangene Datensymbole ist als Intersymbolinterferenz (ISI) bekannt. Dabei ist d eine ganze Zahl, die die Gedächtnistiefe des Übertragungskanals definiert.

Für die Entzerrung des infolge Mehrwegeausbreitung und sende- sowie empfangsseitigem Bandbegrenzungsfilter (Eigenimpulsinterferenz bei linearer Demodulation des GMSK-Signals) linear verzerrten Empfangssignals muß der Empfänger zur Datenrekonstruktion jeweils an die zeitvarianten Übertragungseigenschaften des Übertragungskanals angepaßt werden. Daher wird jeweils die Impulsantwort des aktuell verzerrenden Übertragungssystems geschätzt, zu dem neben dem Übertragungskanal auch die Einflüsse der GMSK-Modulation und einer Empfängereingangsstufe, die Abtastwerte des empfangenen digitalen Signals liefert, gehören. Dazu wird ein das Übertragungssystem beschreibendes Ersatzsystem gebildet, mit Hilfe dessen geschätzter Impulsantwort eine Datenschätzung nach dem Maximum-Likelihood-Sequence-Estimation (MLSE) -Verfahren durch Anwendung eines Viterbi-Algorithmus, insbesondere eines Soft-Output-Viterbi-Algorithmus, durchgeführt wird.

Bei diesem Verfahren werden unter allen möglichen Datenfolgen bei Berücksichtigung der empfangenen Folge und der geschätzten Impulsantwort des Übertragungssystems die wahrscheinlichste Sendefolge bestimmt. Zur Schätzung der Datensymbole nach dem MLSE-Verfahren eignet sich insbesondere der Viterbi-Algorithmus. Der Viterbi-Algorithmus ist bekannt aus "The viterbi algorithm", G. D. Forney, Jr., IEEE Proceedings, vol. 61, pp 268-278, 1973. Eine genauere Schätzung der Datensymbole bietet der Soft-output Viterbi-Algorithmus der u. a. aus "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications", J. Hagenauer und P. Höher, Proceedings of the GLOBECOM '89" pp 47.1.1-47.1.7, Dallas, 1989 bekannt ist. Ebenfalls verwendet werden optimale Maximum-a-posteriori-symbol-bysymbol Decodier-Algorithmen nach "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, und J. Raviv, IEEE Transactions on Information Theory, IT-20: pp. 284-287, 1974, bzw. Modifikation dieses Algorithmus nach "Optimum and Sub-Optimum Detection of Coded Data Disturbed by Time-Varying Intersymbol Interference", W. Koch und A. Baier, Proceedings of the GLOBECOM '90" pp 807.5.1.-807.5.6., San Diego, Dec. 1990. Bei einer gleichbleibenden Güte der Schätzung der empfangenen Signale steigt der Realisierungsaufwand des Entzerrers in erster Näherung proportional mit 2^d , d. h. er steigt exponentiell mit der Gedächtnistiefe d des Übertragungskanals. Bei den Methoden nach dem Stand der Technik kann eine Entzerrung nur für Impulsinterferenzen die sich über fünf Symbolintervalle (binär), entspricht ca. 18 µsec, erstrecken, durchgeführt werden. Wegen der Eigenimpulsinterferenzen wird dadurch die maximale Laufzeitdifferenz der Ausbreitungswege bei der Mehrwegeausbreitung auf ca. 13 µsec, entspricht ca. 4 km Weglängendifferenz, begrenzt. In der Praxis ist dies häufig nicht ausreichend. Desweiteren bedingt die Kanalschätzung mit starrem Grad des Ersatzsystems für eine konstante Gedächtnistiefe d des Übertragungskanals nach dem Stand der Technik eine Beschränkung auf eine Überlagerung von sechs Datensymbolen, d. h. auf eine Kanalschätzung vom Grad 5. In Folge der Zeitvarianz der Übertragungseigenschaften des Kanals kommt es jedoch auch häufig vor, daß die Gedächtnistiefe d des Übertragungskanals kleiner als 5 ist. Dann führt eine Kanalschätzung vom Grad 5 zu einer größeren Varianz des Schätzfehlers als notwendig, d. h., die Möglichkeit die Güte der Kanalschätzung bei günstigen Übertragungseigenschaften (insbesondere bei einem statischen Kanal) zu verbessern, wird nicht ausgenutzt.

Aus der amerikanischen Patentschrift US 5,199,047 ist ein Empfänger für ein digitales Übertragungssystem bekannt, der einen Entzerrer enthält. Dieser Empfänger kann ebenfalls beispielsweise beim digitalen Mobilfunk nach GSM-Standard eingesetzt werden. Dem Entzerrer muß eine den Übertragungsweg kennzeichnende Kanalcharakteristik vorgegeben werden. Aufgrund der zeitvarianten Übertragungseigenschaften des Kanals ist pro Zeitschlitz eine Kanalvermessung vorgesehen. Diese wird anhand einer bekannten Trainingsdatenfolge vorgenommen, die im Empfänger gespeichert ist. Durch Verarbeitung der verzerrt empfangenen Trainingsdatenfolge mit der in unverzerrter Form gespeicherten Trainingsdatenfolge schätzt ein Kanalschätzer eine Kanalimpulsantwort. Im Ausführungsbeispiel ist angedeutet, daß es bei einer entsprechend langen Trainingsdatenfolge aus Gründen der Rechenzeit unter Umständen sinnvoll sein kann, weniger Glieder zum Vergleich heranzuziehen, solange man eine hinreichende Gütezahl erhält. Dabei entsprechen die Glieder den Elementen des Schätz-

wertes der Trainingsfolge, die mit den entsprechenden Abtastwerten verglichen werden. Die Reduktion der Rechenzeit wird dadurch gewonnen, daß weniger Glieder zum Vergleich herangezogen werden, während die Anzahl der Korrelationen, die den Grad der gebildeten Kanalimpulsantwort bestimmt, gleich bleibt. Das heißt, die Güte der Kanalschätzung, und damit auch des gesamten Empfangs, verschlechtert sich.

Die Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine Kanalschätzung vorzunehmen, die zum einen eine Kanalschätzung für einen höheren Grad d der Impulsantwort des Übertragungskanals ermöglicht, wodurch eine Entzerrung des empfangenen Signals auch in Folge größerer Laufzeitdifferenzen bei der Mehrwegeausbreitung des Signals möglich wird. Zum anderen soll die Kanalschätzung immer mit möglichst größter Güte, d. h. mit minimaler Varianz des Schätzfehlers erfolgen.

Die Aufgabe wird bei der Erfindung dadurch gelöst, daß zur Anpassung der Impulsantwort des Ersatzsystems an die Impulsantwort des Übertragungskanals eine variable erste Korrelationsfensterlänge und eine variable Anzahl von ersten Korrelationen vorgesehen ist. Durch eine Verkürzung der Korrelationsfensterlänge können mit einer Sequenz von Abtastwerten mehr Kreuzkorrelationswerte gebildet werden, so daß eine Erhöhung des Grades der Impulsantwort des geschätzten Übertragungskanals möglich wird. Gegenüber dem Stand der Technik kann dabei anstelle der Schätzung vom Grad $d=5$ des Übertragungskanals durch Verkürzung der Korrelationsfensterlänge um je ein Binärsymbol jeweils ein um 1 erhöhter Grad geschätzt werden. Durch die Erfindung kann eine entzerrbare Laufzeitdifferenz von bis zu 29,4 μsec ohne wesentliche Erhöhung der Komplexität des Entzerrungsalgorithmus erreicht werden. Durch die Verkürzung der Korrelationsfensterlänge nimmt die Güte der geschätzten Impulsantwort ab und die Varianz des Schätzfehlers erhöht sich. Wenn beispielsweise von einem günstigeren Übertragungsverhalten ausgegangen werden kann, d. h. der Grad der geschätzten Impulsantwort ist kleiner als nach dem Stand der Technik ($d=5$), kann die Korrelationsfensterlänge um ein oder mehrere bekannte Binärsymbole erweitert werden. Dadurch werden längere Fensterlängen als nach dem Stand der Technik möglich, wodurch die Güte der Schätzung der Impulsantwort zunimmt und die Varianz des Schätzfehlers minimiert wird. Durch Vergrößerung der Korrelationsfensterlänge können weniger Kreuzkorrelationswerte gebildet werden, so daß der mögliche Grad der zur schätzenden Impulsantwort des Übertragungskanals kleiner wird.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform ist vorgesehen, daß die Koeffizienten der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz zur Bildung der ersten Korrelationen mit den Abtastwerten eines Teiles der verlängerten Trainingssequenz vorgesehen sind. Um die Korrelationsfensterlänge zu variieren, wird die bekannte Trainingssequenz verkürzt oder verlängert. Da der Teil der Sequenz von Abtastwerten, mit dem jeweils korreliert wird, ebenfalls der Korrelationsfensterlänge entspricht, können je mehr unterschiedliche Korrelationen gebildet werden, je größer die Differenz zwischen der verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz und der gesamten Sequenz von Abtastwerten ist.

Bei einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung ist vorgesehen, daß die ersten Korrelationen zur Zusammenfassung zu einem Vektor und der Vektor zur Multiplikation mit einer Matrix vorgesehen ist, deren Elemente aus zweiten Korrelationen von Koeffizienten der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz mit jeweils einem Teil der um wenigstens ein Binärsymbol mehr verlängerten Trainingssequenz gebildet werden. Eine Verlängerung oder Verkürzung der Korrelationsfensterbreite bedingt einen Fehler in den berechneten Koeffizienten der ersten Kreuzkorrelationsfunktionen. Dies kann zu einer ungenaueren Schätzung der Koeffizienten der geschätzten Impulsantwort des Übertragungskanals führen als nach dem Stand der Technik. Durch die Multiplikation der Korrelationskoeffizienten mit einer geeigneten Matrix kann auch für einen anderen Grad der geschätzten Impulsantwort des Übertragungskanals als 5 die gleiche Varianz des Schätzfehlers wie nach dem Stand der Technik erreicht werden. Die Elemente der Matrix werden dabei durch Kreuzkorrelationen zwischen der um mindestens ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz und dem durch die Fensterlängen der ersten Korrelationen bestimmten Teil der Trainingssequenz gebildet. Da die verwendeten Trainingssequenzen insbesondere beim Mobilfunk nach GSM-Standard bekannt sind, sind auch die Kreuzkorrelationen von Teilen der verlängerten Trainingssequenz und damit die Elemente der Matrix bekannt.

In einer bevorzugten Weiterbildung ist ein Speicher zur Speicherung der entsprechenden Matrix für jede Trainingssequenz und jede Verkürzung und Verlängerung der jeweiligen Trainingssequenz vorgesehen. Da die Trainingssequenzen und damit die durch Korrelationen mit unterschiedlichen Fensterlängen gebildeten Elemente der Matrix bekannt sind, müssen diese nicht jeweils neu berechnet werden, sondern können separat ermittelt und gespeichert werden. Da sowohl die Größe der quadratischen Matrix als auch die einzelnen Elemente der Matrix vom jeweiligen Grad der zu schätzenden Impulsantwort des Übertragungskanals abhängen, und natürlich von der jeweils verwendeten Trainingssequenz selbst abhängig sind, muß für jeden Grad der zu schätzenden Impulsantwort und alle möglichen Trainingssequenzen die Matrix berechnet und gespeichert werden.

In einer vorteilhaften Fortbildung der Erfindung ist vorgesehen, daß zur Anpassung der Impulsantwort des Ersatzsystems an die Impulsantwort des Übertragungskanals wenigstens eine Wiederholung der Bildung der ersten Korrelationen derart vorgesehen ist, daß jeweils der mittels der vorangegangenen Korrelationen ermittelte Beginn der Trainingssequenz in den Abtastwerten und die günstigste Korrelationsfensterlänge bei der Wiederholung verwendet werden. Durch eine Wiederholung der Kanalschätzung durch die Bildung der ersten Korrelationen kann die Schätzung an das aktuell gültige Übertragungsverhalten angepaßt werden. Zunächst wird beispielsweise eine Kanalschätzung für einen hohen vermuteten Grad der Impulsantwort des Übertragungskanals (z. B. $d=7$) durchgeführt, um den tatsächlichen Grad und die Lage des Nullzeitpunktes zu wählen. Hierbei ist ein Fenster für im folgenden auszuwertende Koeffizienten so zu bestimmen, daß Beiträge von geschätzten Koeffizienten außerhalb dieses Fensters die rechnerische Streuung des Schätzfehlers nicht wesentlich übersteigen. Zur Ermittlung der Lage des Beginns der Trainingssequenz in der Sequenz der Abtastwerte wird von der Lage dieses Zeitpunktes im vorangehenden Zeitschlitz der Übertragung ausgegangen. Davon

ausgehend wird zunächst ein höherer Grad der Impulsantwort des Übertragungskanals vermutet und der exakte Zeitpunkt für eine verbesserte Synchronisation des Signals bestimmt. Aufgrund dieser ersten Kanalschätzung kann auch festgestellt werden wie gut die erste Schätzung des Grades der Impulsantwort des Übertragungskanals war. Für eine zweite Kanalschätzung wird der im ersten Versuch bestimmte vermutete Grad d und die optimale Lage des Nullzeitpunktes verwendet. Auf diese Weise wird nun die Varianz des Schätzfehlers minimiert. Mit Hilfe der im ersten Versuch ermittelten Werte kann im zweiten Versuch der Grad der zu schätzenden Impulsantwort des Übertragungskanals erhöht werden, um größere Laufzeitunterschiede des im empfangenen Signal auszugleichen.

Im folgenden soll ein Ausführungsbeispiel der Erfindung anhand der Zeichnungen erläutert werden. Dabei zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Empfängers eines digitalen Übertragungssystems,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines den Übertragungskanal beschreibenden Ersatzsystems, das eine Impulsantwort zur Kanalschätzung liefert und

Fig. 3 den Aufbau eines TDMA-Rahmens beim GSM-Mobilfunk mit dem Aufbau eines einzelnen Zeitschlitzes, der eine für die Kanalschätzung notwendige Trainingssequenz enthält.

In Fig. 1 ist ein Empfänger für ein digitales Übertragungssystem dargestellt. In seiner Empfängereingangsstufe 1 enthält er einen Hochfrequenzteil 2, einen I/Q-Demodulator 3, einen Bandbegrenzungsfilter 4 und einen Abtaster 5. Die dort gebildeten Abtastwerte r_k 6 werden in einem digitalen Speicher 7 abgelegt. Aus diesem digitalen Speicher 7 werden dem Kanalschätzer 8 die Daten zur Verfügung gestellt. Im Kanalschätzer 8 wird mittels einer bekannten Trainingssequenz im empfangenen Signal eine Impulsantwort des Übertragungssystems geschätzt. Anhand dieser Impulsantwort findet eine Allpaßbestimmung 9 statt, um die Impulsantwort im Allpaßfilter 10 ohne Verlust der Genauigkeit der Schätzung in ein minimal- oder maximalphasiges System umzuwandeln. Dazu entnimmt der Allpaßfilter 10 zunächst die Sequenz der Abtastwerte 6 aus dem digitalen Speicher 7 und legt die gefilterten Werte wieder im digitalen Speicher 7 ab. Mit Hilfe der im Kanalschätzer 8 ermittelten Koeffizienten der Impulsantwort des Übertragungssystems wird im Symbolschätzer 11 eine Symbolschätzung mit Zustandsreduktion nach dem Maximum-Likelihood-Sequence-Estimation-Verfahren (MLSE) mittels eines Viterbi-Algorithmus durchgeführt. Dabei wird zusätzlich eine Zuverlässigkeitsinformation für die Symbolschätzung gebildet, die optional zusammen mit den geschätzten Daten in einem Decoder 12 verarbeitet wird. Wenn außer den Datensymbolen selbst auch die Wahrscheinlichkeit ihrer korrekten Bestimmung zur Verfügung steht, kann im Decoder 12 ein "Soft-decision-decoding" angewendet werden. Daraus ergeben sich die übertragenen Nutzdaten 13.

Auf der zwischen einem Sender und der Empfängereingangsstufe 1 liegenden Übertragungsstrecke wird ein ausgesendetes Signal durch Mehrwegeausbreitung infolge von Reflexionen und durch Überlagerung von Rauschen und sonstigen störenden Signalen verfälscht. Hierdurch wird ein zu einem diskreten Zeitpunkt k gesendetes Binärzeichen b_k eines Binärsignals b durch verspätet eintreffende Signalanteile zuvor gesendeter Binärzeichen b_{k-1}, b_{k-2}, \dots überlagert. Diese Überlagerung entspricht einer Signalverzerrung. Dadurch kann das zu einem gesendeten Binärzeichen empfangene Signal nicht mehr eindeutig einem niedrigen oder hohen Pegel zugeordnet werden. Man spricht dann von einer Gedächtnistiefe d , die der Übertragungskanal aufweist, wobei d die Anzahl der interferierenden Nachbarzeichen angibt. Die Gedächtnistiefe d kann auch als Quotient aus der Länge der Kanalimpulsantwort des Übertragungskanals und aus einer Bitdauer des Empfangssignals minus 1 definiert werden, wobei die größte ganze Zahl kleiner oder gleich dieses Ergebnis d angibt. Das von der Empfängereingangsstufe 1 empfangene Signal weist durch diese Überlagerungen einen analogen Signalverlauf auf, der ohne Entzerrung dem ursprünglich gesendeten Binärwert nicht zuzuordnen ist. Dazu wird das empfangene Signal in der Empfängereingangsstufe 1 mittels des Abtasters 5 zu äquidistanten Zeitpunkten k abgetastet.

Der Einfluß bereits gesendeter Binärzeichen ist abhängig von der Laufzeitverzögerung der an einer Empfängereingangsstufe 1 verzögert eintreffenden Signalanteile. Dabei ist nach einer gewissen Zeit, die von der Charakteristik des Übertragungskanals abhängt, der Einfluß nicht mehr wesentlich und braucht daher bei einer Entzerrung nicht mehr berücksichtigt zu werden. In der Regel wird die Laufzeitverzögerung als Anzahl der in dieser Zeitspanne ausgesendeten Binärzeichen minus 1 angegeben. Damit ist jeder einem zu einem Zeitpunkt k gesendeten Binärzeichen b_k zuordenbarer Abtastwert r_k 6 von dem ihn zugeordneten Binärzeichen b_k und d unmittelbar diesem Binärzeichen vorangegangenen Binärzeichen $b_{k-1}, b_{k-2}, \dots, b_{k-d}$ abhängig.

Der Entzerrung einer Sequenz von Abtastwerten 6 mit Hilfe des digitalen Speichers 7, das dem Kanalschätzer 8 für den Zeitraum eines Zeitschlitzes der Übertragung die Abtastwerte 6 zur Verfügung stellt, liegt eine Kanalmodell zugrunde, das den dispersiven Übertragungskanal näherungsweise durch ein lineares endliches Transversalfilter beschreibt. In Fig. 2 ist ein Blockschaltbild eines Ersatzsystems 14 dargestellt, das diesem Transversalfilter entspricht. Die Multiplikation 16 eines Binärsignals 15 mit j^k entspricht der beim Mobilfunk nach GSM-Standard verwendeten $\pi/2$ -shift 2PSK-Modulation. Eine ankommende Sequenz von Binärsymbolen wird über Verzögerungselemente 17 in die d Speicherzellen des Ersatzsystems 14 gelesen. Mittels der Filterkoeffizienten des Ersatzsystems 18 werden die einzelnen Binärsymbole multipliziert und die erhaltenen Werte jeweils anschließend aufsummiert. Durch Addition 19 von weißem, zeitdiskreten, komplexen Rauschen werden die Abtastwerte 6 gebildet. Dabei entsprechen die Zeiten der Verzögerungselemente 17 den äquidistanten Abständen von aufeinanderfolgend gesendeten Binärsymbolen. Auf diese Weise wird auf der Empfangsseite versucht, die Übertragungseigenschaften des Übertragungskanals durch geeignete Filterkoeffizienten nachzubilden. So werden die auf dem Übertragungsweg auftretenden Verzerrungen durch die gedächtnisbehafteten Linearkombinationen mittels des Ersatzsystems 14 nachgebildet. Die Nachbildung des Übertragungskanals wird durch entsprechende Einstellung der Filterkoeffizienten 18 erreicht. Die Filterkoeffizienten 18 sind hierbei aus den Abtastwerten 6 einer geschätzten Impulsantwort des Übertragungskanals ableitbar. Hierzu kann beispielsweise eine sogenannte Trainingssequenz verwendet werden, die aus einer sowohl einem Sender als auch einem

Empfänger bekannten Sequenz von Binärsymbolen besteht. Bei jedem Empfang der Trainingssequenz werden die Filterkoeffizienten 18 so eingestellt, daß durch das Ersatzsystem 14 der Übertragungskanal mit dem geringsten Fehler nachgebildet wird.

In Fig. 3 ist der Aufbau eines beim Mobilfunk nach GSM-Standard verwendeten TDMA-Rahmens 20 dargestellt. In einem Rahmen 20 von 4,615 ms Länge sind acht Informationskanäle in jeweils einem Zeitschlitz 21 untergebracht, so daß den Kanälen jeweils 0,577 ms zugewiesen werden, in denen 159 Bits gesendet werden. Den Mittelteil der Bitfolge eines Zeitschlitzes bildet eine sogenannte Midamble 23 mit 26 Bits, die von jeweils einem sog. "Housekeeping-Bit" eingerahmt werden. Nach außen schließen sich zu beiden Seiten jeweils 57 Informationsbits 22 und 24 gefolgt von jeweils 3 sog. "Tailbits" an. Am Ende des Zeitschlitzes befindet sich noch eine Schutzzeit 25. Die Midamble 23 enthält in der Mitte eine sogenannte Trainingssequenz 27 mit 16 Bit, die sowohl im Sender als auch im Empfänger bekannt ist. Die Trainingssequenz 27 ist beim Mobilfunk nach GSM-Standard zu beiden Seiten um jeweils fünf Bits erweitert. Bei einer periodischen Erweiterung der Trainingssequenz zu beiden Seiten ist auch die Erweiterung bekannt und man spricht von der erweiterten Trainingssequenz 26.

Das Entzerrungsverfahren im Empfänger gemäß dieser Erfindung, das sowohl mit Hardwarekomponenten als auch durch eine Softwarelösung realisiert werden kann, besteht aus folgenden Komponenten:

1. Erweiterte Kanalschätzung
2. Allpaßbestimmung
3. Allpaß-Filterung
4. Sequenzschätzung mit reduzierter Zustandszahl einschließlich einer Bestimmung der Zuverlässigkeit der einzelnen Symbole

Die Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild des vorgeschlagenen Empfängers für den Mobilfunk nach dem GSM-Standard. Dieses Entzerrungsverfahren kann sowohl in der Basisstation also auch in den Mobilstationen zur Anwendung gelangen.

In der Empfängereingangsstufe 1 wird in gleicher Weise wie gemäß dem Stand der Technik aus dem hochfrequenten Empfangssignal eine Sequenz $\{r_k\}$, $k \in \mathbb{Z}$, von komplexen Abtastwerten 6 im Basisband gewonnen. Dabei bezeichne k die diskrete Zeit im Takt der binären Sendesymbole 15. Das GMSK-Modulationsverfahren von GSM wird wie üblich empfangsseitig als $\pi/2$ -shift 2PSK-Modulation approximiert und entsprechend linear demoduliert. Zwischen der sendeseitigen Sequenz $\{b_k\}$ von Binärsymbolen 15, die bipolar durch die Amplitudenkoeffizienten $b_k \in \{-1; +1\}$ repräsentiert werden, und der Sequenz $\{r_k\}$ der empfangsseitigen Abtastwerte 6 können die Wirkung von GMSK-Modulation, linear verzerrendem Übertragungskanal, additiver Störung, I/Q-Demodulation, Bandbegrenzung und Abtastung sehr gut durch ein zeitdiskretes Ersatzsystem 14 mit dem Grad d und komplexwertigen Koeffizienten 18 sowie der Addition von zeitdiskretem, weißen, komplexwertigen Rauschen 19 gemäß Fig. 2 modelliert werden. In der Fig. 2 bezeichnet T_b in den Verzögerungselementen 17 den zeitlichen Abstand zweier Binärsymbole ($T_b = 1/(270,833 \text{ kHz})$). Die Multiplikation 16 der binären Symbolsequenz mit j^k ($j = \sqrt{-1}$, imaginäre Einheit) beschreibt die $\pi/2$ -shift 2PSK-Modulation. Das Ersatzsystem 14 enthält d binäre Speicherzellen, die zeitlich alternierend die Amplitudenkoeffizienten ± 1 und $\pm j$ enthalten. Somit sind in jedem Schritt 2^d unterschiedliche Speicherzustände der Verzögerungsleitung des Ersatzsystems 14 möglich.

Die Sequenz $\{r_k\}$ von komplexen Abtastwerten 6 wird gespeichert und "off-line", jedoch in Echtzeit verarbeitet. Sie wird der erweiterten Kanalschätzung gemäß Fig. 1 zugeführt. Anhand der erweiterten Trainingssequenz 26 von 26 Binärsymbolen in der Mitte eines sogenannten GSM-Bursts (Midamble 26) werden die zeitliche Lage der Abtastwerte, der Grad d des aktuell vorliegenden, verzerrenden Ersatzsystems 14 nach Fig. 2 und dessen komplexwertige Koeffizienten 18 bestimmt.

Die z-Transformierte der geschätzten Folge $\{\hat{g}_i\}; i \in \{0, 1, \dots, d\}$ von Filterkoeffizienten \hat{g}_i werde mit

$$\hat{G}(z) = \sum_{i=0}^d \hat{g}_i \cdot z^{-i}$$

bezeichnet.

In der Einheit "Allpaßbestimmung" 9 werden die Impulsantworten bzw. die Übertragungsfunktionen $A(z)$ und $\bar{A}(z)$ zweier Allpaßsysteme in der Weise bestimmt, daß die resultierenden Systeme

$\hat{G}(z) \cdot A(z)$ minimalphasig und

$\hat{G}(z) \cdot \bar{A}(z)$ maximalphasig

sind. Der Grad der resultierenden Systeme erhöht sich dabei idealerweise nicht. Nur wenn anstelle der erforderlichen Allpaßübertragungsfunktionen Approximationen davon verwendet werden, kann eine (geringfügige) Graderhöhung auftreten.

Das Signal $\{r_k\}$ 6 wird jeweils beginnend von der Mitte des Bursts, also ausgehend von der Trainingssequenz 27, in positiver Zeitrichtung mit dem System $A(z)$ und in negativer Zeitrichtung mit dem System $\bar{A}(z)$ gefiltert. Wird auf eine entscheidungsgestützte Nachführung der Kanalschätzung verzichtet, so ist nur eine Filterung des gesamten Signals $\{r_k\}$ 6 für einen Burst notwendig.

Die Symbolsequenz wird vorzugsweise jeweils beginnend von der Mitte des Bursts in positiver Zeitrichtung anhand des nun durch ein minimalphasiges Ersatzsystem verzerrten Signals und in negativer Zeitrichtung anhand des nun durch ein maximalphasiges Ersatzsystem verzerrten Signals mittels eines Sequenzschätzverfahrens mit Zustandsreduktion ermittelt. Optional kann hierzu das Sequenzschätzverfahren mit Zustandsreduktion und Bestimmung der Symbolzuverlässigkeit 11 gemäß dieser Erfindung angewendet werden, siehe Punkt 4. Eine

entscheidungsgestützte Nachführung der Kanalschätzung 8 kann dabei auf gleiche Weise wie gemäß dem Stand der Technik vorgenommen werden.

Wird darauf verzichtet, so ist eine durchgehende Schätzung der Symbolsequenz mit Zustandsreduktion 11 über den gesamten Burst in einer Zeitrichtung (vorzugsweise in positiver Zeitrichtung) beginnend vom Anfang (bzw. Ende bei negativer Zeitrichtung) der nur mit der Allpaßübertragungsfunktion $A(z)$ gefilterten Sequenz (r_k) (mit $\hat{A}(z)$ bei negativer Zeitrichtung) möglich. Die bekannten Datensymbole der erweiterten Trainingssequenz 26 können dabei in gleicher Weise wie bei einer Sequenzschätzung in zwei Zeitrichtungen für jeweils den halben Burst zur Erhöhung der Zuverlässigkeit herangezogen werden (Verwendung von a-priori-Wahrscheinlichkeiten 0 bzw. 1).

Zu 1. Erweiterte Kanalschätzung

Während beim Verfahren gemäß dem Stand der Technik eine Kanalschätzung 8 nur für Ersatzsysteme 14 $\hat{G}(z)$ gemäß Fig. 2 vom Grad $d = 5$ möglich ist, wird vorgeschlagen, das Kanalschätzverfahren dem jeweiligen, zu schätzenden System anzupassen. Dadurch wird nicht nur erreicht, daß auch für höhere Grade, also bei größeren Laufzeitdifferenzen bei der Mehrwegeausbreitung des Signals, eine Kanalschätzung erst ermöglicht wird, sondern in jedem Fall eine Kanalschätzung mit möglichst großer Güte, d. h. mit minimaler Varianz des Schätzfehlers, erfolgt.

Die erweiterte Kanalschätzung beruht auf einer Kanalschätzung für variablen erwarteten Grad c des Ersatzsystems 14. Die $c+1$ Koeffizienten des Systems bei erwartetem Grad c

$$[\hat{g}(c)] = (\hat{g}_0(c), \hat{g}_1(c), \dots, \hat{g}_c(c))$$

werden durch die Transformation

$$[\hat{g}(c)] = [y(c)] \cdot \Phi^{-1}(c)$$

ermittelt. Die $c+1$ Komponenten $y_k(c)$ des Vektors $[y(c)]$ werden dabei (wie üblich) durch Korrelation der Sequenz (r_k) von komplexen Abtastwerten 6 aus dem Empfangssignal mit den Koeffizienten eines Teils der (periodisch erweiterten) Trainingssequenz 26 (a_k) gebildet:

$$y_k(c) = \sum_{i=k_u(c,k)}^{k_o(c,k)} r_{i+k} \cdot a_i^* \quad ; \quad k \in \{0, 1, \dots, c\}$$

Dabei wird zur vereinfachten Darstellung der diskrete Zeitpunkt $k=0$ für den vermuteten Beginn der Trainingssequenz 27 in der Empfangssequenz (r_k) verwendet. Die beiden Summationsgrenzen $k_u(c, k)$ und $k_o(c, k)$ sind im allgemeinen Funktionen des Grades c und des Zeitindex k . Eine mögliche Wahl dieser Summationsgrenzen ist

$$\begin{aligned} k_o(c, k) &= 25 - c \\ k_u(c, k) &= c, \end{aligned}$$

was den Vorteil besitzt, daß die Summation für alle Zeitpunkte k über gleich viele Elemente erfolgt. Es kann auch sinnvoll sein, die Summationsgrenzen für unterschiedliche diskrete Zeitpunkte k im Takt der binären Symbole verschieden zu wählen. Man kann beispielsweise am Beginn der erweiterten Trainingssequenz 26 mit einer langen Sequenz von Abtastwerten korrelieren und für folgende Zeitpunkte k die untere Summationsgrenze k_u jeweils inkrementieren. Für die erweiterte Trainingssequenz 26 ist in gleicher Weise wie bei der Datensequenz die Interpretation von GMSK als $\pi/2$ -shift 2PSK-Modulation, also eine Multiplikation 16 der binären, bipolaren erweiterten Trainingssequenz 26 mit j^k zu berücksichtigen.

Die Matrizen $\Phi^{-1}(c)$ sind die Inversen von $(c+1) \times (c+1)$ Matrizen

$$\Phi(c) = \begin{pmatrix} \Phi_{00}(c) & \Phi_{01}(c) & \Phi_{02}(c) & \dots & \Phi_{0c}(c) \\ \Phi_{10}(c) & \Phi_{11}(c) & \Phi_{12}(c) & \dots & \Phi_{1c}(c) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{c0}(c) & \Phi_{c1}(c) & \Phi_{c2}(c) & \dots & \Phi_{cc}(c) \end{pmatrix}$$

mit den Elementen

$$\Phi_{kl}(c) = \sum_{i=k_u(c,k)}^{k_o(c,k)} a_{i+l-k} \cdot a_i^*,$$

die die Kreuzkorrelierten zwischen der erweiterten Trainingssequenz 26 (a_k) und einer verkürzten Version darstellen. Die Matrizen $\Phi^{-1}(c)$ sind damit einfach zu berechnen. Sie werden vorzugsweise für $0 \leq c \leq 7$ für alle 8 beim GSM-Mobildfunk verwendeten Trainingssequenzen in einem ROM im vorgeschlagenen Empfänger gespeichert. Damit entfällt deren Berechnung in Echtzeit.

Durch die Multiplikation des Vektors $[y(c)]$ mit der Matrix $\Phi^{-1}(c)$ wird der Einfluß von nicht verschwindenden Werten der Kreuzkorrelierten $\phi_k(c)$ bei $k \neq 0$ und $c \neq 5$ auf die Kanalschätzung aufgehoben. Die Trainingssequenzen sind beim GSM-Mobildfunk bekanntlich so gewählt, daß speziell für $c=5$ gilt:

$$\Phi^{-1}(5) = \Phi(5) = E_6,$$

wobei E_6 die 6×6 — Einheitsmatrix bezeichnet.

Nur in diesem Spezialfall für $c=5$, der bei der Kanalschätzung gemäß dem Stand der Technik ausschließlich zur Anwendung gelangt, kann die Matrixmultiplikation entfallen. Die bisherige Beschränkung auf $c=5$ verursacht allerdings folgende Nachteile:

- Es können nur die Koeffizienten des Ersatzsystems 14 bis zum max. Grad $c=d=5$ geschätzt werden. Somit versagt die Kanalschätzung 8, wenn höhere Laufzeitdifferenzen bei einer Mehrwegeausbreitung des Signals oder einer Verschiebung des geschätzten Zeitpunktes $k=0$ gegenüber dem tatsächlichen Beginn der Trainingssequenz 27 vorliegen.
- Wenn tatsächlich ein geringerer Grad als 5 des Ersatzsystems 14 vorliegt, ist die Varianz des Schätzfehlers unnötig groß.

Durch Multiplikation des Vektors $[y(c)]$ mit abgespeicherten Matrizen $\Phi^{-1}(c)$ gemäß der Erfindung wird dagegen eine Kanalschätzung für vermutete Grade $0 \leq c \leq 13$ möglich. Dabei steigt für $c > 7$ allerdings die Varianz des Schätzfehlers deutlich an, so daß für die Praxis eine Einschränkung auf $0 \leq c \leq 7$ zu empfehlen ist. Die erweiterte Kanalschätzung 8 erfolgt vorzugsweise wie folgt:

- Zunächst wird eine Kanalschätzung für einen hohen vermuteten Grad (z. B. $c = 7$) durchgeführt, um den tatsächlichen Grad und die Lage des Nullzeitpunktes zu ermitteln. Hierbei ist günstigerweise ein Fenster für im folgenden auszuwertende Koeffizienten so zu bestimmen, daß Beträge von geschätzten Koeffizienten außerhalb dieses Fensters die rechnerische Streuung des Schätzfehlers nicht wesentlich übersteigen ("Koeffizienten clipping").
- Für eine zweite Kanalschätzung wird der im ersten Versuch bestimmte vermutete Grad c und die optimale Lage des Nullzeitpunktes verwendet. Auf diese Weise wird nun die Varianz des Schätzfehlers minimiert.

Durch die zweimalige Berechnung von geschätzten Filterkoeffizienten 18 wird also eine bzgl. Nullzeitpunkt und Filtergrad angepaßte Kanalschätzung 8 erreicht. Der hierfür notwendige Mehraufwand besteht lediglich in einer zweiten Matrixmultiplikation.

Zu 2. Allpaßbestimmung

Zum geschätzten zeitdiskreten Ersatzsystem $\hat{G}(z)$ 14 werden zwei (bzw. nur ein) Allpaßfilter $A(z)$ und $\bar{A}(z)$ errechnet, mit deren Hilfe minimal- bzw. maximalphasige Gesamtsysteme entstehen. Zur Allpaßbestimmung 9 können alle gängigen und auch erst kürzlich neu vorgeschlagenen Methoden zur Faktorisierung von

$$G(z) \cdot G^*(z^{-1})$$

in einen minimalphasigen und einen maximalphasigen Anteil verwendet werden, wie beispielsweise in "An Alternative Approach to Minimum Mean-Squared Error DFE with Finite Length Constraints", W. Gerstaker, International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), vol.50(no. 1), 1996 oder "Zeitdiskrete Signalverarbeitung", A.V. Oppenheim und R.W. Schafer, Oldenbourg Verlag, München Wien, 1992 dargestellt.

Methoden, die vom Logarithmus des Betragsfrequenzgangs, dem sog. Cepstrum, ausgehen, erweisen sich als besonders vorteilhaft.

Zu 3. Allpaßfilterung:

Durch die Allpaßfilterung 10 wird erreicht, daß bezüglich der Sequenzschätzung mit Zustandsreduktion 11 eine lineare Verzerrung des Datensignals durch ein minimalphasiges bzw. maximalphasiges zeitdiskretes Ersatzsystem 14 mit dem Grad c vorliegt.

Nur wenn die Energie des Differenzsignals bei der Aufspaltung zweier Pfade in einem Trellisdiagramm, das für binäre Eingangssymbole für das System 14 analog zu Fig. 2 gezeichnet werden kann (siehe z. B. "Trelliscodierung in der digitalen Übertragungstechnik — Grundlagen und Anwendungen", J. Huber, Springer Verlag, Berlin, 1992), maximal ist, sind Störabstandsverluste infolge einer Zustandsreduktion bei der Sequenzschätzung auch für eine drastische Reduktion nahezu vernachlässigbar gering.

Wird keine entscheidungsgestützte Nachführung der Kanalschätzung 8 ausgehend von der Trainingssequenz 27 durchgeführt, so genügt eine Allpaßfilterung 10 der gesamten Sequenz (r_k) mit dem System $A(z)$ zur Erzeugung eines durch ein minimalphasiges Ersatzsystem 14 verzerrten Signals, da die Sequenzschätzung in positiver

- Zeitrichtung über den ganzen Burst erfolgen kann. Wird allerdings eine entscheidungsgestützte Nachführung der Kanalschätzung 8 während des Sequenzschätzverfahrens vorgenommen, so ist der Teil der Sequenz (r_k) von Abtastwerten 6 aus dem ins Basisband umgesetzten Empfangssignal beginnend mit der Trainingssequenz 27 in positiver Zeitrichtung mit dem System $A(z)$ zu filtern, während der Teil in negativer Zeitrichtung mit dem System $\hat{A}(z)$ zu filtern ist. Die Sequenzschätzung 11 wird in diesem Fall, ausgehend von der Trainingssequenz 27, jeweils in positiver und negativer Zeitrichtung getrennt durchgeführt. In beiden Fällen wird durch die Allpaßfilterung 10 erreicht, daß das Differenzsignal bei den Pfadaufspaltungen im Trellisdiagramm maximale Energie besitzt. Die Allpaßfilterung 10 kann mit jeder der in der digitalen Signalverarbeitung üblichen Methoden der linearen Signaltransformation vorgenommen werden, z. B. im Zeitbereich mittels diskreter Faltung mit einem FIR- oder einem IIR-System, bzw. mittels diskreter Fouriertransformation, Multiplikation mit der gemäß Punkt 2 ermittelten Übertragungsfunktion im Frequenzbereich und anschließender inverser Fouriertransformation.

Zu 4. Sequenzschätzung mit reduzierter Zustandszahl

- Alle gängigen Methoden der Reduktion der Zustandszahl bei der Sequenzschätzung von digitalen pulsamplitudenmodulierten Signalen, die durch Impulsinterferenzen infolge Verzerrungen beeinträchtigt sind, kann zur Anwendung gelangen, siehe z. B. "Delayed decision-feedback sequence estimation", A. Duel-Hallen und C. Heegard, IEEE Trans. on Commun., Vol. 37, Nr. 5, pp. 428—436, 1989. Vorzugsweise ist das dort angegebene Verfahren Decision-Feedback Sequence Estimation zu verwenden, bei dem ein Trellisdiagramm bzgl. der ersten ∞ binären Verzögerungselemente des Ersatzsystems 14 mit 2^∞ Zuständen gebildet wird. Zur Metrikberechnung im Viterbi-Algorithmus werden die weiteren Koeffizienten 18 dieses Systems mit den Symbolen in den Pfadregistern zu den jeweiligen Zuständen im Trellisdiagramm bewertet.

- Für die nachfolgende Kanaldecodierung 12 ist es hilfreich, nicht nur die Kanalsymbole sondern zusätzlich deren Zuverlässigkeit zu schätzen, um sog. "Soft-decision-decoding" vornehmen zu können. Hierzu ist neben dem einzelnen Symbol auch noch die Wahrscheinlichkeit, daß diese Entscheidung richtig ist, zu bestimmen. Ein Sequenzschätzverfahren mit Zustandsreduktion und näherungsweise Berechnung der Symbolzuverlässigkeiten wurde beispielsweise in "TCM on Frequency-Selective Fading Channels: A Comparison of Soft-Output Probabilistic Equalizers", P. Höher, In Proceedings of the GLOBECOM '90 pp. 401.4.1.-401.4.6., San Diego, Dec. 1990 dargestellt.

- Ein optimales Verfahren zur Berechnung der a-posteriori-Wahrscheinlichkeiten der Eingangssymbole eines Trelliscoders (hier speziell eines linear verzerrenden Systems 14) bei Beobachtung von dessen durch weißes Rauschen 19 gestörten Ausgangssymbolen ist der Algorithmus zur Maximum-a-posteriori-Einzelsymbolschätzung nach Bahl et al, siehe beispielsweise "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, IEEE Transactions on Information Theory, IT-20, pp. 284—287, 1974. Bei diesem Algorithmus werden die Wahrscheinlichkeiten $\alpha_\gamma(i)$ für die Zustände $i = 1, 2, \dots, Z$ zum Schritt γ bei Berücksichtigung der bisherigen $\gamma - 1$ beobachteten Trelliscoderausgangssignale mittels einer Vorwärtsrekursion, sowie Wahrscheinlichkeiten $\beta_\gamma(i)$ für die zwischen letztem Schritt L rückwärts bis zum Schritt γ beobachteten Trelliscoderausgangssymbole bei vorausgesetztem Zustand i im aktuellen Schritt γ mittels einer Rückwärtsrekursion bestimmt, siehe z. B. "Trelliscodierung in der digitalen Übertragungstechnik — Grundlagen und Anwendungen", J. Huber, Springer Verlag, Berlin, 1992. Somit gilt für die Zustandswahrscheinlichkeiten $\psi_\gamma(i)$ für den Zustand i zum Schritt γ bei Beobachtung der gesamten Empfangssequenz

$$\psi_\gamma(i) = \alpha_\gamma(i) \cdot \beta_\gamma(i)$$

- Bei dem verwendeten Trelliscoder folgen aus den Zustandswahrscheinlichkeiten unmittelbar die Symbolwahrscheinlichkeiten.

- Nach "Optimum and Sub-Optimum Detection of Coded Data Disturbed by Time-Varying Intersymbol Interference", W. Koch und A. Baier, In Proceedings of the GLOBECOM '90 pp 807.5.1.—807.5.6., San Diego, 1990 und "TCM on Frequency-Selective Fading Channels: A Comparison of Soft-Output Probabilistic Equalizers", P. Höher, In Proceedings of the GLOBECOM '90 pp. 401.4.1.—401.4.6., San Diego, Dec. 1990 kann der Bahl-Algorithmus analog zum Viterbi-Algorithmus mit Decision-Feedback zustandsreduziert werden. Dabei wird bei der Vorwärtsrekursion zur Berechnung der $\alpha_\gamma(i)$ jedem der nun 2^∞ Zustände ein Pfadregister zugeordnet, das wie beim DFSE-Algorithmus in jedem Zeitschritt aktualisiert und für die Berechnung der Zweigmetriken des reduzierten Trellis benötigt wird. Die Zweigmetriken werden abgespeichert und für die Rückwärtsrekursion zur Bestimmung der $\beta_\gamma(i)$ nochmals verwendet.

Patentansprüche

1. Digitales Übertragungssystem mit einem Empfänger
 — mit einer Empfängereingangsstufe (1) und mit einem digitalen Speicher (7) zur Speicherung einer Sequenz von in der Empfängereingangsstufe (1) gebildeten Abtastwerten (6) eines durch einen Übertragungskanal verzerrten Signals von Binärsymbolen und
 — mit einem Entzerrer (8, 9, 10, 11) zur Bildung einer Sequenz von binären Schätzwerten aus den Abtastwerten (6) mittels einer Impulsantwort eines den Übertragungskanal beschreibenden Ersatzsystems (14), die durch erste Korrelationen von Koeffizienten einer bekannten Trainingssequenz (27) mit den Abtastwerten (6) eines Teiles der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz (26) bestimmt wird, dadurch gekennzeichnet,

daß zur Anpassung der Impulsantwort des Ersatzsystems (14) an die Impulsantwort des Übertragungskanals eine variable erste Korrelationsfensterlänge und eine variable Anzahl von ersten Korrelationen vorgesehen ist.

2. Digitales Übertragungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz (26) zur Bildung der ersten Korrelationen mit den Abtastwerten (6) eines Teiles der verlängerten Trainingssequenz (26) vorgesehen sind.

3. Digitales Übertragungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die ersten Korrelationen zur Zusammenfassung zu einem Vektor und der Vektor zur Multiplikation mit einer Matrix vorgesehen ist, deren Elemente aus zweiten Korrelationen von Koeffizienten der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verkürzten oder verlängerten Trainingssequenz (26) mit jeweils einem Teil der um wenigstens ein Binärsymbol mehr verlängerten Trainingssequenz (26) gebildet werden.

4. Digitales Übertragungssystem nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß ein Speicher zur Speicherung der entsprechenden Matrix für jede Trainingssequenz (27) und jede Verkürzung und Verlängerung der jeweiligen Trainingssequenz (27) vorgesehen ist.

5. Digitales Übertragungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Anpassung der Impulsantwort des Ersatzsystems (14) an die Impulsantwort des Übertragungskanals wenigstens eine Wiederholung der Bildung der ersten Korrelationen derart vorgesehen ist, daß jeweils der mittels der vorangegangenen Korrelationen ermittelte Beginn der Trainingssequenz (27) in den Abtastwerten (6) und die günstigste Korrelationsfensterlänge bei der Wiederholung verwendet werden.

6. Empfänger mit einer Empfängereingangsstufe (1) und mit einem digitalen Speicher (7) zur Speicherung einer Sequenz von in der Empfängereingangsstufe (1) gebildeten Abtastwerten (6) eines durch einen Übertragungskanal verzerrten Signals von Binärsymbolen und mit einem Entzerrer (8, 9, 10, 11) zur Bildung einer Sequenz von binären Schätzwerten aus den Abtastwerten (6) mittels einer Impulsantwort eines den Übertragungskanal beschreibenden Ersatzsystems (14), die durch erste Korrelationen von Koeffizienten einer bekannten Trainingssequenz (27) mit den Abtastwerten (6) eines Teiles der bekannten, um wenigstens ein Binärsymbol verlängerten Trainingssequenz (26) bestimmt wird, dadurch gekennzeichnet, daß zur Anpassung der Impulsantwort des Ersatzsystems (14) an die Impulsantwort des Übertragungskanals eine variable erste Korrelationsfensterlänge und eine variable Anzahl von ersten Korrelationen vorgesehen ist.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

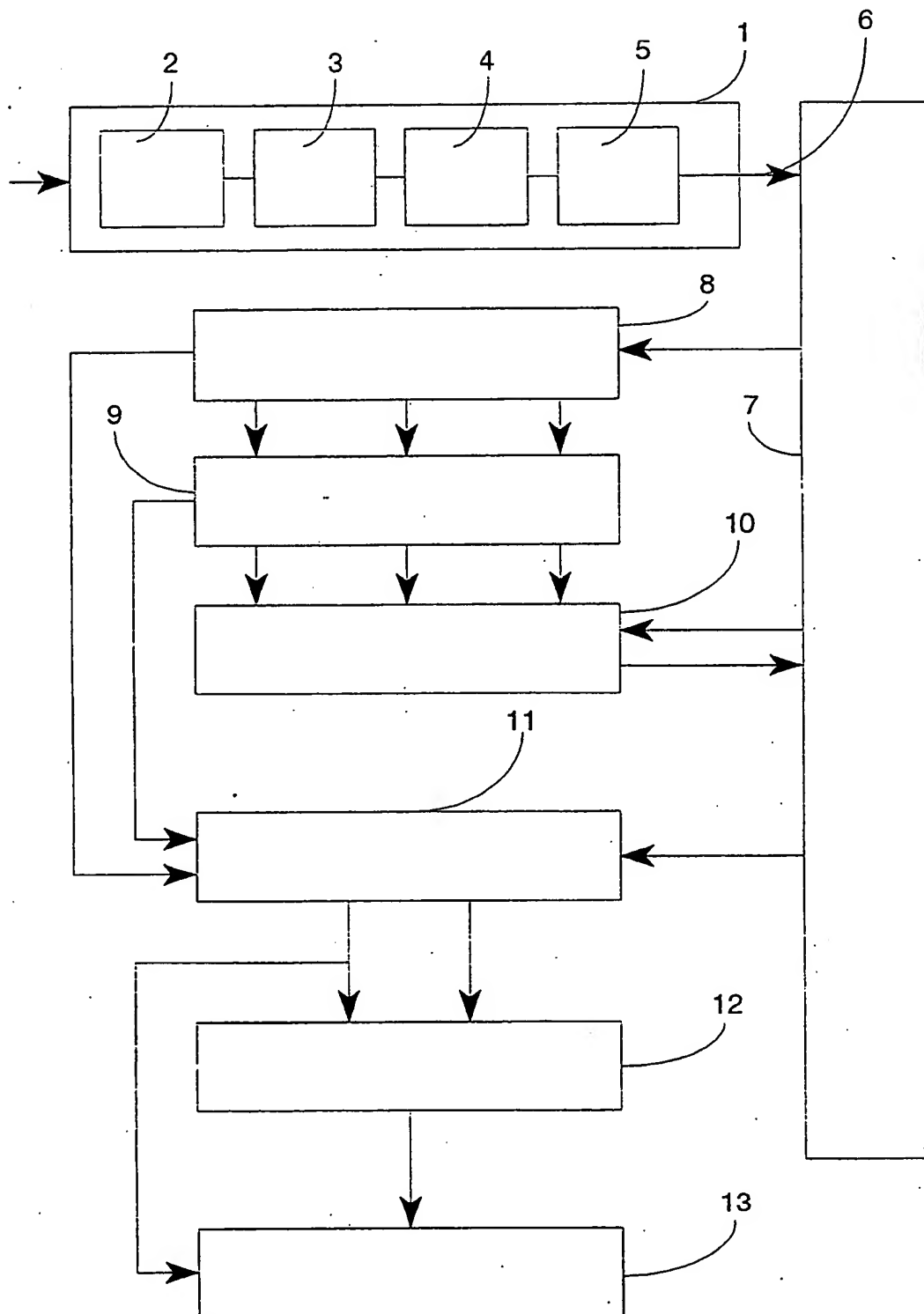


FIG. 1

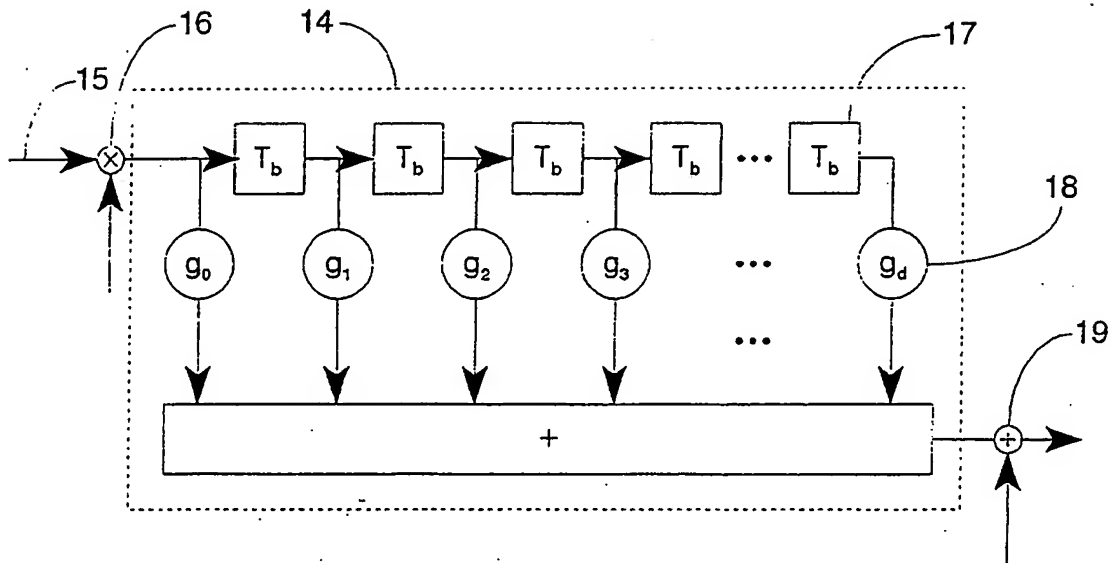


FIG. 2

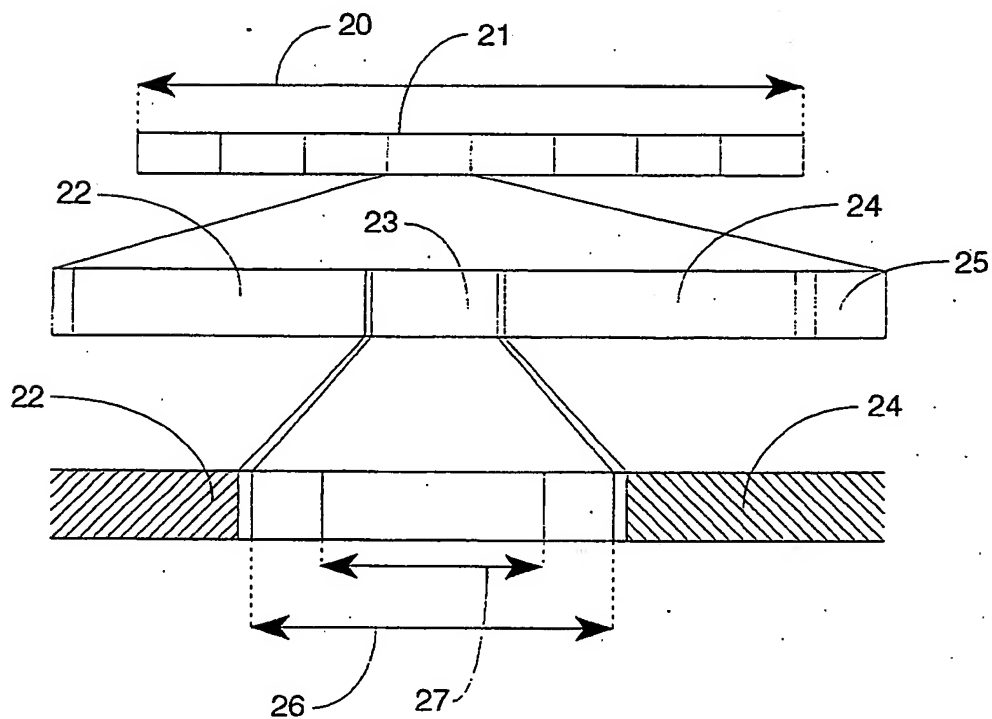


FIG. 3